

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **07-297870**

(43)Date of publication of application : **10.11.1995**

(51)Int.Cl.

**H04L 27/22**

**H04J 3/00**

(21)Application number : **06-088828**

(71)Applicant : **MATSUSHITA ELECTRIC  
IND CO LTD**

(22)Date of filing : **26.04.1994**

(72)Inventor : **SHINAGAWA NORIAKI  
TSUBAKI KAZUHISA**

## (54) TDMA DATA RECEIVER

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To implement automatic frequency control by taking correlation between reception data after base band delay detection and a known synchronization word and using a complex correlation and a correlation power.

**CONSTITUTION:** A correlation arithmetic circuit 9 takes a base band signal corresponding to a known

synchronization word from a synchronization word generating circuit 10 with received data for a block of synchronization words of I, Q signals and gives a

complex correlation  $\psi$  as an estimated phase error  $\theta_e$  due

to a frequency offset to an averaging circuit 12 and a

correlation power  $|\psi|$  to a correlation

power discrimination circuit 11. When the correlation

power  $|\psi|$  exceeds the threshold power,

the discrimination circuit 11 gives its output to the averaging circuit 12 as a control

signal, in which the complex correlation values  $\psi$  in preceding and current reception

slots are averaged and a resulting signal is fed to a phase compensation circuit 13. On t

other hand, when the correlation power  $|\psi|$  is less than the threshold

power, the discrimination circuit 11 gives the complex correlation  $\psi$  obtained in the

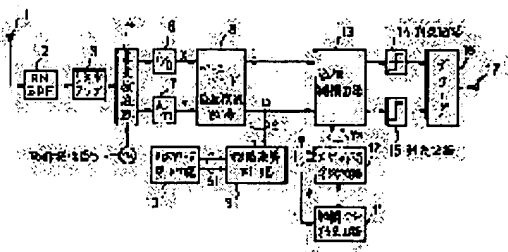
precedingly received slot to the phase compensation circuit 13 after calculation of

averaging as an estimated phase error  $\theta_e$  in a current reception slot. Then an estimate

offset is used to compensate the phase and its output is given to discrimination circuits

14, 15, in which the signal is discriminated in terms of binarization and the result is

outputted from a decoder 16.



---

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination] 05.11.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 02.05.2000

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

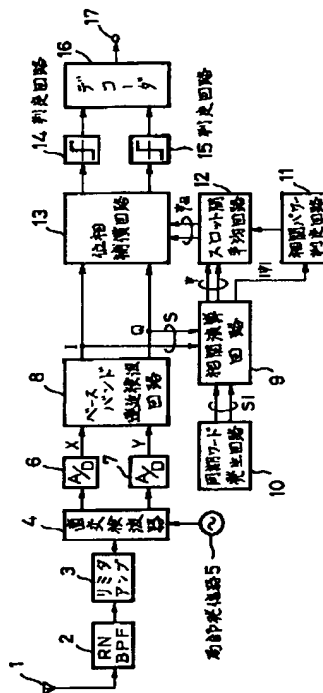
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(11)特許出願公開番号



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 フレーム同期受信時、ベースバンド遅延検波後の受信データと既知の同期ワードとの相関をとることにより、周波数オフセットに起因した位相誤差を補償し、自動周波数制御を行うTDMAデータ受信装置において、

相関演算回路から供給される相関パワー $|\Psi|$ の値が設定されたしきい値を超えるか、もしくはしきい値未満であるかを判定し、その判定結果を制御信号として後記スロット間平均回路に供給する相関パワー判定回路と、前記相関パワー判定回路からの制御信号に応じて、もし相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値を超えている場合は、前記相関演算回路より複素相関値 $\Psi$ を取り込み過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を直交検波器の局部発信器での周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として位相補償回路に供給し、相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値未満である場合は、現受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ は信頼性が低いとしてこの値を無視し、前の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を前記位相補償回路に供給するスロット間平均回路とを付加したことを特徴とするTDMAデータ受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、ディジタル無線通信で用いられる時分割多重アクセス(TDMA)データ受信装置に関し、フレーム同期受信時、ベースバンド遅延検波後の受信データと、既知の同期ワードとの相関をとり、周波数オフセットに起因して位相誤差を補償し、相関パワーの値を用いて自動周波数制御(AFC)を行うものである。

## 【0002】

【従来の技術】図4は従来のTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図であり、これは一例として、 $\pi/4$ シフト4相位相変調(QPSK)波信号(以下、 $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号という)を受信する場合を示す。

【0003】図4において、1はTDMAの $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号を受信するアンテナ、2は受信信号を波形整形するための受信用ルートナイキストバンドパスフィルタ(以下、RNBPFと略称する)、3は前記RNBPF2の出力に接続されるリミタアンプ、4は、前記リミタアンプ3の出力を周波数変換し、ベースバンドの同相成分、直交成分を検出するための直交検波器、5は前記直交検波器4に受信信号の搬送波周波数に準同期した正弦波信号を供給するための局部発信器であり、図2はこの局部発信器で周波数オフセットを生じている

ときのベースバンド遅延検波後の位相ダイアグラムを示す。

【0004】6、7は、前記直交検波器4の同相成分、直交成分出力をシンボル周期ごとにシンボルデータ識別点においてサンプリングし、ディジタル信号に変換するためのA/D変換器、8は、前記A/D変換器6、7の出力X、Yを取り込み、受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号の変調位相差の余弦と正弦を各々同相成分I、直交成分Qとして出力するベースバンド遅延検波回路、9は前記ベースバンド遅延検波回路8の出力であるI、Q信号の同期ワードの区間について、I、Q信号と後述する同期ワード発生回路10から出力される既知同期ワードに対応するベースバンド信号値の間の複素相関値 $\Psi$ を計算し、この複素相関値 $\Psi$ の値を前記局部発信器5での周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として後述する位相補償回路13に供給する相関演算回路、10は既知の同期ワードに対応した変調位相差の余弦と正弦をベースバンド信号として前記相関演算回路9に供給する同期ワード発生回路、13は前記相関演算回路9から供給される複素相関値 $\Psi$ の値を用いてベースバンド遅延検波回路8の出力信号I、Qに含まれる周波数オフセットに起因した位相誤差 $\theta_e$ を補償する位相補償回路であり、図3はこの位相補償回路で位相補償を行った後の判定結果の位相ダイアグラムを示す。

【0005】14、15は前記位相補償回路13の出力を2値判定するための判定回路、16は前記判定回路14、15の出力を2進のシリアルデータに変換するためのデコーダ、17はデコーダ16の出力を受信データとして検出するための受信データ出力端子である。

【0006】次に上記従来例の動作について図4に基づき、図2、図3を参照しながら説明する。図4において、アンテナ1から受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号は、RNBPF2、リミタアンプ3を経て直交検波器4に入力され、ここを通してベースバンド信号に周波数変換される。このとき、変調波信号のシンボルレートを $f_R = 1/T$ (T:シンボル周期)とすると、このシンボル周期ごとにシンボルデータ識別点での受信信号をサンプリングするA/D変換器6、7の出力 $X(nT)$ 、 $Y(nT)$ は、(数1)、(数2)のようになる。ただし、雑音は0であると仮定する。

## 【0007】

【数1】  $X(nT) = \cos(\phi(nT) + 2\pi\Delta f nT)$

## 【0008】

【数2】  $Y(nT) = \sin(\phi(nT)) + 2\pi\Delta f nT$

(数1)、(数2)において、 $\phi(nT)$ は受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号の変調位相、 $\Delta f$ はこの変調信号の中心周波数と局部発信器5の周波数の間の誤差である周波数オフセット量を示す。ベースバンド遅延検波回路8では、自局の受信スロットでの $X(nT)$ 、 $Y(nT)$ に対して、(数3)、(数4)の演算を行う。

【0009】

【数3】  $I(nT) = X(nT)X((n-1)T) + Y(nT)Y((n-1)T)$

【0010】

【数4】  $Q(nT) = Y(nT)X((n-1)T) - X(nT)Y((n-1)T)$

この結果、ベースバンド遅延検波回路8の同相出力  $I(nT)$ 、直交出力  $Q(nT)$  には、(数5)、(数6)で示されるような受信された  $\pi/4$  シフト QPSK 変調波信号の変調位相差  $\Delta\phi(nT)$  の余弦および正弦を発生する。 10

【0011】

【数5】  $I(nT) = \cos(\Delta\phi(nT) + \theta_e)$

【0012】

【数6】  $Q(nT) = \sin(\Delta\phi(nT) + \theta_e)$

【0013】

【数7】  $\Delta\phi(nT) = \phi(nT) - \phi((n-1)T)$

ただし、(数5)、(数6)における  $\theta_e$  は、(数8)で表されるような局部発信器5での周波数オフセット  $\Delta f$  に起因する位相誤差であり、 $I$ 、 $Q$  平面上の位相ダイアグラムにおいては、図2に示すように毎シンボル一定方向の位相回転として現れる。図2において、白丸印が正しい受信信号点  $(\Delta\phi)$  であり、黒丸印が周波数オフセット  $\Delta f$  の影響により位相シフトした信号点  $(\Delta\phi + \theta_e)$  である。

【0014】

【数8】  $\theta_e = 2\pi\Delta f T$

以下の説明においては、同相成分、直交成分を持つ信号は同相成分を実数部、直交成分を虚数部に持つ複素信号として表現する。

【0015】 自局の受信スロットでのベースバンド遅延検波回路8の出力を(数9)に示すような複素信号  $S(nT)$  として表現する。 30

【0016】

【数9】

$S(nT) = I(nT) + jQ(nT)$

$= \exp(j(\Delta\phi(nT) + \theta_e))$  ( $j$ : 虚数)

また、ここでは、各受信スロットは  $L$  シンボルの同期ワードを持ち、自局の受信スロットの同期ワードは既知であると仮定する。そして、この既知の同期ワードに対応\*

$$Se(nT) = S(nT)\Psi^*$$

$$= \exp(j(\Delta\phi(nT) + \theta_e)) \exp(-j\theta_e)$$

$$= \exp(j\Delta\phi(nT))$$

$$= Ie(nT) + jQe(nT)$$

$$Ie(nT) = \cos(\Delta\phi(nT))$$

$$Qe(nT) = \sin(\Delta\phi(nT))$$

(\*: 共役複素数)

【0024】 なお、位相補償回路13はノイズが0のときは、 $-\pi < \theta_e < \pi$  ( $-fR/2 < \Delta f < fR/2$ ) が補償範囲となる。位相補償回路13の出力  $Se(nT) = Ie(nT) \times 50$

\* するベースバンド信号を複素信号として(数10)に示す  $Si(kT)$  ( $k=0, 1, 2, \dots, L-1$ ) として表現し、この複素信号が同期ワード発生回路10から出力されるものとする。

【0017】

【数10】  $Si(kT) = \exp(j\Delta\phi_i(kT))$

( $k=0, 1, \dots, L-1$ )

さらに、各受信スロットでのベースバンド遅延検波後の受信データ  $S(nT)$  について、1番目から  $L$  番目のシンボル ( $S(0) \sim S((L-1)T)$ ) に同期ワードが存在すると仮定する。このとき、相関演算回路9では  $S(nT)$  の同期ワードの区間について、(数11)に示すように既知の同期ワード  $Si(kT)$  との複素相関値  $\Psi$  を計算する。

【0018】

【数11】

$$\Psi = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} S(kT) Si^*(kT)$$

(\*: 共役複素数)

【0019】 また、(数11)において、 $k=0, 1, \dots, L-1$  での  $S(kT)$  は同期ワードであることから、(数9)、(数10)より(数12)の関係が成立する。

【0020】

【数12】  $S(kT) = \exp(j(\Delta\phi_i(kT) + \theta_e))$

( $k=0, 1, \dots, L-1$ )

よって、(数10)、(数12)を(数11)に代入すると、

【0021】

【数13】

$$\begin{aligned} \Psi &= \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \exp(j\theta_e) \\ &= \exp(j\theta_e) \end{aligned}$$

【0022】 となり、複素相関値  $\Psi$  は周波数オフセットに起因した位相誤差  $\theta_e$  の情報を与える。位相補償回路13では、(数13)で与えられる複素相関値  $\Psi$  の値を用い、(数14)に示すような演算を行い、ベースバンド遅延検波回路8の出力  $S(nT)$  に含まれる位相誤差  $\theta_e$  を補償する。

【0023】

【数14】

$\times + jQe(nT)$  は判定回路14, 15において、図3に示すように受信信号点  $\Delta\phi$  ( $\times$  印) が  $I$ 、 $Q$  平面上の第1象限に存在する場合は  $\Delta\phi = \pi/4$ 、第2象限に存在する場

合は $\Delta\phi=3\pi/4$ 、第3象限に存在する場合は $\Delta\phi=-3\pi/4$ 、第4象限に存在する場合は $\Delta\phi=-\pi/4$ と判定(判定値 $\Delta\phi_i$ :○印)され、さらにその出力はデコーダ16により2進のシリアルデータに変換され、受信データ出力端子17から出力される。

【0025】このように、上記従来のTDMAデータ受信装置においても、フレーム同期受信時、ベースバンド遅延検波後の受信データと既知の同期ワードの相関をとることにより周波数オフセットに起因した位相誤差を推定し、その補償、つまり自動周波数制御(AFC)を行うことができる。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来のTDMAデータ受信装置では、ノイズやフェージングの影響により受信データの同期ワードの区間が歪んでしまった場合、既知の同期ワードとの複素相関値として与えられる周波数オフセットに起因する位相誤差の推定精度が悪くなり、その推定値を用いて位相補償を行うと、却ってそのスロットでの受信データが劣化してしまうという問題があった。

【0027】本発明は、このような従来の問題を解決するものであり、ベースバンド遅延検波後の受信データと既知の同期ワードの相関を取り、その複素相関値および相関パワーの値を用いて、高精度の自動周波数制御(AFC)を行うことを目的とする。

【0028】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するため、フレーム同期受信時、ベースバンド遅延検波後の受信データと、既知の同期ワードとの相関をとることにより周波数オフセットに起因した位相誤差を補償し、自動周波数制御を行うTDMAデータ受信装置において、相関演算回路から供給される相関パワー $|\Psi|$ の値が設定されたしきい値を超えるか、もしくはしきい値未満であるかを判定し、その判定結果を制御信号として後記スロット間平均回路に供給する相関パワー判定回路と、前記相関パワー判定回路からの制御信号に応じて、もし相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値を超えている場合は、前記相関演算回路より複素相関値 $\Psi$ を取り込み過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を直交検波器の局部発信器での周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として位相補償回路に供給し、相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値未満である場合は、現受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ は信頼性が低いとしてこの値を無視し、前の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を前記位相補償回路に供給するスロット間平均回路とを付加したことを特徴とする。

【0029】

【作用】したがって、本発明によれば、既知の同期ワードとの複素相関値を求めると同時に、その相関パワーも計算し、複素相関値が周波数オフセットに起因した位相誤差の推定値として信頼性が高いか低いかを相関パワーの値から判定し、信頼性が低い場合は、その推定値を排除して1つ前の受信スロットで得られた複素相関値を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、さらに過去の受信スロットで得られた推定値との平均値を求めることにより、高精度に位相誤差を推定し、自動周波数制御(AFC)を行う。

【0030】

【実施例】図1は本発明の一実施例におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図であり、これは一例として、前記図4の従来例と同じ $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号を受信する場合であるが、差動符号化N相PSK( $N=4, 8, 16, \dots$ )変調波用TDMAデータ受信装置についても同様に実施できるものである。

【0031】前記図4と同じ機能ブロックには同じ符号を付し、その説明を省略するが、機能上、異なる各ブロックについて説明する。

【0032】本実施例における相関演算回路9はベースバンド遅延検波回路8の出力であるI、Q信号の同期ワードの区間について、I、Q信号と後述する同期ワード発生回路10から出力される既知同期ワードに対応するベースバンド信号値の間の複素相関値 $\Psi$ およびその相関パワー $|\Psi|$ を計算し、複素相関値 $\Psi$ の値を局部発信器5での周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として後述するスロット間平均回路12に供給し、また相関パワー $|\Psi|$ の値を位相誤差情報の信頼性情報として後述する相関パワー判定回路11に供給するものである。

【0033】前出の相関パワー判定回路11およびスロット間平均回路12は、本発明の特徴をなす付加回路である。ここで、相関パワー判定回路11は、前記相関演算回路9から供給される相関パワー $|\Psi|$ の値が設定されたしきい値を超えるか、もしくはしきい値未満であるかを判定し、その判定結果を制御信号として後述するスロット間平均回路12に供給するものである。

【0034】前出のスロット間平均回路12は、前記相関パワー判定回路11からの制御信号に応じて、もし相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値を超えている場合は、前記相関演算回路9より複素相関値 $\Psi$ を取り込み、過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を局部発信器5での周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として後述する位相補償回路13に供給し、相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値未満である場合は、現受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ は信頼性が低いとしてこの値を無視し、1つ前の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$

の値を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、さらに過去の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ の値との間で平均値 $\Psi_a$ を計算し、その結果、平均値 $\Psi_a$ を後述する位相補償回路13に供給するものである。

【0035】また位相補償回路13は、前記スロット間平均回路12から供給される平均値 $\Psi_a$ を用い、ベースバンド遅延検波回路8の出力信号 $I$ 、 $Q$ に含まれる周波数オフセットに起因した位相誤差 $\theta_e$ を補償するものである。

【0036】次に、上記本実施例の動作について図1に基づき、図3を参照しながら説明するが、前記図4に示す従来のTDMAデータ受信装置における受信動作において、アンテナ1から受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号に基づき同期ワード発生回路10から出力される既知の同期ワード(数1ないし数10)を出力するまでは、本実施例も同様であるので、以下その動作について説明する。なお、 $IQ$ 平面上の位相ダイアグラムについては、前記図2に示すように毎シンボル一定方向の位相回転として現れるものとしている。

【0037】まず、ベースバンド遅延検波回路8における各受信スロットでのベースバンド遅延検波後の受信データ $S(nT)$ について、1番目から $L$ 番目のシンボル( $S(0) \sim S((L-1)T)$ )に同期ワードが存在すると仮定する。このとき、相関演算回路9では $S(nT)$ の同期ワードの区間について、(数15)、(数16)に示すように、既知の同期ワード $S_i(kT)$ との複素相関値 $\Psi$ およびその相関パワー $|\Psi|$ を計算する。

【0038】

【数15】

$$\Psi = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} S(kT) S_i^*(kT) \quad (*: \text{共役複素数})$$

【0039】

【数16】

$$|\Psi| = \frac{1}{L} \left| \sum_{k=0}^{L-1} S(kT) S_i^*(kT) \right|$$

【0040】一方、受信データに重畳するノイズやフェージングの影響を考慮し、前記(数9)の $S(nT)$ を改めて(数17)のように表す。

【0041】

【数17】

$$S(nT) = \exp(j(\Delta\phi(nT) + \delta(nT) + \theta_e))$$

ただし、(数17)における $\delta(nT)$ は、ノイズやフェージングによって生じる時刻に依存した誤差成分である。このとき、(数15)において $k=0, 1, \dots, L-1$ での $S(kT)$ は同期ワードであることから、前記(数10)、(数17)より次の関係が成立する。

【0042】

【数18】

$$S(kT) = \exp(j(\Delta\phi_i(kT) + \delta(kT) + \theta_e)) \quad (k=0, 1, \dots, L-1)$$

10 よって、(数10)、(数18)を(数15)、(数16)に代入すると、以下のような結果が得られる。

【0043】

【数19】

$$\Psi = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \exp(j(\delta(kT) + \theta_e))$$

【0044】

【数20】

$$|\Psi| = \frac{1}{L} \left| \sum_{k=0}^{L-1} \exp(j(\delta(kT) + \theta_e)) \right| \leq 1$$

20 【0045】(数19)、(数20)において、 $\delta(kT)=0$ の場合は、

【0046】

$$\text{【数21】 } \Psi = \exp(j\theta_e)$$

【0047】

$$\text{【数22】 } |\Psi| = 1$$

となり、相関パワー $|\Psi|$ は最大値1を示し、複素相関値 $\Psi$ には位相誤差 $\theta_e$ の推定値として正しい情報が得られる。一方、 $\delta(kT) \neq 0$ のときは(数20)より、

【0048】

30 【数23】 $|\Psi| < 1$

となり、複素相関値 $\Psi$ の値としては(数19)に示すように推定誤差 $\theta_e$ を含んだ結果が得られる。よって(数21)～(数23)の結果より、相関パワー $|\Psi|$ は、複素相関値 $\Psi$ が周波数オフセットに起因する位相誤差 $\theta_e$ の推定値の情報として信頼できるか否かを示す信頼性情報として使えることがわかる。ここでは、相関パワー判定回路11において、相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値を超えている場合は複素相関値 $\Psi$ の値は信頼できると判定し、相関パワー $|\Psi|$ の値がしきい値未満である場合、複素相関値 $\Psi$ の値は誤差が大きくて信頼できないと判定し、その結果を制御信号としてスロット間平均回路12に供給する

【0049】

【外1】

いま、現受信スロットにおいて相関演算回路9から得られた複素相関値 $\Psi$ を改めて $\Psi^{(n)}$  ( $n$ : スロット番号)と表す。このとき、スロット間平均回路12においては、相関パワー $|\Psi^{(n)}|$ の値が設定されたしきい値を超えている場合、相関演算回路9から現受信スロットでの複素相関値 $\Psi^{(n)}$ を取り込む。また相関パワー $|\Psi^{(n)}|$ の値がしきい値未満であった場合、相関演算回路9で計算された複素相関値 $\Psi^{(n)}$ は無視し、1つ前の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi^{(n-1)}$ を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、これを取り込む。

【0050】すなわち、

\*【0052】と設定する。

【0051】

【0053】

【数24】

【外2】

$$\Psi^{(n)} = \Psi^{(n-1)}$$

\*

そして、各受信スロット間での複素相関値 $\Psi^{(n)}$ のばらつきを抑え、位相誤差 $\theta_e$ の推定精度を向上させるため、過去の受信スロットでの推定値も用いて(数25)で示される平均値 $\Psi_a^{(n)}$ を計算し、現受信スロットでの周波数オフセットに起因する位相誤差の推定値の情報として位相補償回路13に供給する。

【0054】

20※【0055】

【数25】

【外3】

$$\Psi_a^{(n)} = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \Psi^{(n-k)}$$

(P: 正整数)

※

位相補償回路13では、(数25)で与えられる平均値 $\Psi_a^{(n)}$ の値を用い、(数26)に示すような演算を行い、ベースバンド遅延検波回路8の出力 $S(kT)$ に含まれる位相誤差 $\theta_e$ を補償する。

【0056】

【数26】

$$Se(kT) = S(kT) \Psi_a^{(n)}$$

$$= \exp(j \Delta \phi(kT))$$

$$= Ie(kT) + j Qe(kT)$$

$$Ie(kT) = \cos(\Delta \phi(kT))$$

$$Qe(kT) = \sin(\Delta \phi(kT))$$

(\*: 共役複素数)

【0057】なお、位相補償回路13はノイズが0のときは、 $-\pi < \theta_e < \pi$  ( $-fR/2 < \Delta f < fR/2$ )が補償範囲となる。位相補償回路13の出力 $Se(nT) = Ie(nT) + j Qe(nT)$ は判定回路14、15において、図3に示すように受信信号点がI、Q平面上の第1象限に存在する場合は $\Delta \phi = \pi/4$ 、第2象限に存在する場合は $\Delta \phi = 3\pi/4$ 、第3象限に存在する場合は $\Delta \phi = -3\pi/4$ 、第4象限に存在する場合は $\Delta \phi = -\pi/4$ と判定され、さらにその出力はデコーダ16により2進のシリアルデータに変換され、受信データ出力端子17から出力される。

【0058】このように、上記実施例によれば、既知の同期ワードとの複素相関値 $\Psi$ を求めると同時に、その相関パワー $|\Psi|$ も計算し、複素相関値 $\Psi$ が周波数オフセットに起因した位相誤差の推定値として信頼性が高いか★50

★低いかを相関パワー $|\Psi|$ の値から判定し、信頼性が低い場合は、その推定値を排除して1つ前の受信スロットで得られた複素相関値 $\Psi$ を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、さらに過去の受信スロットで得られた推定値との平均値を求めることにより、高精度に位相誤差を推定し、自動周波数制御(AFC)を行うことができる。

【0059】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のTDMAデータ受信装置は、既知の同期ワードとの複素相関値を求めると同時に、その相関パワーも計算し、複素相関値が周波数オフセットに起因した位相誤差の推定値として信頼性が高いか低いかを相関パワーの値から判定し、信頼性が低い場合はその推定値を排除して1つ前の受信スロットで得られた複素相関値を現受信スロットでの位相誤差 $\theta_e$ の推定値として採用し、さらに過去の受信スロットで得られた推定値との平均値を求めることにより、高精度の位相誤差を推定し、自動周波数制御(AFC)を行うことができるものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図である。



11

12

【図2】図1、図4の局部発信器で周波数オフセットを生じているときの位相ダイアグラムである。

【図3】図1、図4の位相補償を行った後の判定回路出力の位相ダイアグラムである。

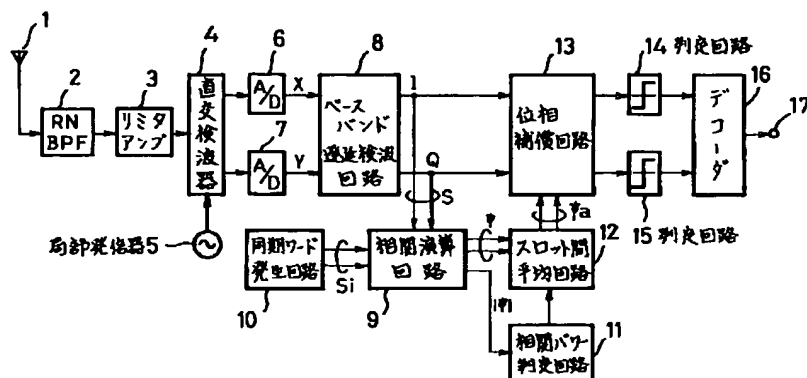
【図4】従来のTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

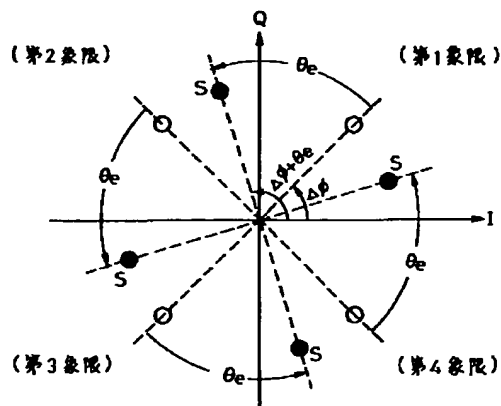
1…アンテナ、 2…受信用ルートナイキストバンドパ

スフィルタ(RNBPF)、 3…リミタアンプ、 4…直交検波器、 5…局部発信器、 6, 7…A/D変換器、 8…ベースバンド遅延検波回路、 9…相関演算回路、 10…同期ワード発生回路、 11…相関パワー判定回路、 12…スロット間平均回路、 13…位相補償回路、 14, 15…判定回路、 16…デコーダ、 17…受信データ出力端子。

【図1】



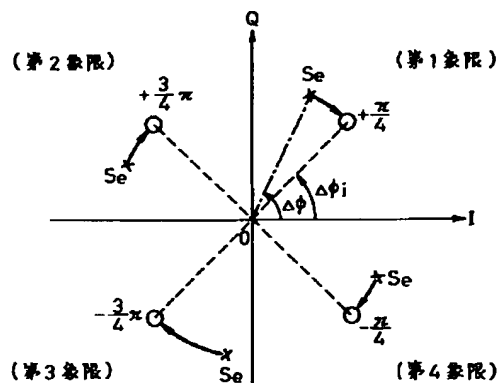
【図2】



○: 正しい受信信号点 ( $\Delta\phi$ )

●: 周波数オフセット  $\Delta f$  の影響により  
位相シフトした信号点 ( $\Delta\phi + \theta_e$ )  
( $\theta_e = 2\pi\Delta f T$ )  
( $T$ : シンボル周期)  
( $\Delta\phi$ : 発調位相)

【図3】



○: 判定値 ( $\Delta\phi_i$ )

x: 受信信号点 ( $\Delta\phi$ )

【図4】

